九州大学学術情報リポジトリ Kyushu University Institutional Repository

# 燃料電池用パルスリンク方式DC-ACコンバータにおけ る入力電流リプル低減

福島,健太郎 九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻:博士後期課程

庄山, 正仁 九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学部門

乘越,勇美 <sup>荏原電産</sup>

二宫,保 長崎大学工学部

他

https://doi.org/10.15017/1517949

出版情報:九州大学大学院システム情報科学紀要.14(1), pp.7-12, 2009-03-26.九州大学大学院シス テム情報科学研究院 バージョン: 権利関係:

## 燃料電池用パルスリンク方式 DC-AC コンバータにおける 入力電流リプル低減

福島健太郎\* ・ 庄 山 正 仁\*\* ・ 乘 越 勇 美\*\*\* 二 宮 保<sup>†</sup> ・ 原 田 陽 介\*\*\*・ 塚 越 健 太\*\*\*

### Input Current-Ripple Reduction Methods for Pulse-link DC-AC Converter for Fuel Cells

Kentaro FUKUSHIMA, Masahito SHOYAMA, Isami NORIGOE, Tamotsu NINOMIYA, Yosuke HARADA and Kenta TSUKAKOSHI

(Received December 12, 2008)

**Abstract:** This paper analyzes the steady-state characteristics of pulse-link DC-AC converters applying input current-ripple reduction methods in fuel cell applications. In that kind of applications, small input current-ripple is essential. This limitation is caused by the fuel-cell chemical reaction time. Excessive and pulsed current drawn from the fuel-cell may result in less life-time or damage. In order to reduce the input current-ripple, conventional DC-AC converters for fuel-cell applications normally have large smoothing capacitor placed between boost converter stage and PWM converter stage. However, this capacitor consumes additional space, weight, and cost. A novel topology called pulse-link DC-AC converter is proposed in order to solve the abovementioned issue. This new topology does not require large capacitor value to minimize the input current-ripple. Instead, it uses series-LC circuit placed in parallel between two connected stages. The mechanism of current-ripple reduction is presented. Experimental results showing input current ripple as small as 0.3 A with only small inductance and capacitance value is also demonstrated.

Keywords: DC-AC converter, Fuel cells application, Pulse-link, Input current-ripple reduction

#### 1. はじめに

近年,地球温暖化や化石燃料の枯渇といったエネル ギー消費に関する問題が、国際的な規模で課題となって いる.地球温暖化の主原因とされる二酸化炭素は、日本 国内において約30%が電気エネルギーに変換する際に排 出されている<sup>1)</sup>.その為、クリーンで変換効率のよいエネ ルギーシステムが必要とされている.その新しいクリー ンエネルギーシステムの一つとして、燃料電池が挙げら れる.燃料電池は、水素と酸素を用いた化学反応によっ て、電気を得る.その為、エネルギー変換課程が少なく、 発電効率が高い.更に、燃料電池は電気の生成過程にお いて、大量の熱が発生する.この電気エネルギーと熱エ ネルギーを両方利用したシステム、すなわち燃料電池を 用いたコージェネレーションシステムが新しいエネル ギーシステムとして注目されている.特に、燃料電池を 用いたコージェネレーションシステムを家庭用に適用す

- \* 電気電子システム工学専攻博士後期課程
- \*\* 電気電子システム工学部門
- \*\*\* 荏原電産
- † 長崎大学工学部

ると、熱を給湯に利用でき、配線による送電損失を減ら すことができる為、エネルギーの総合変換効率が高い<sup>2)</sup>. この家庭用コージェネレーションシステムにおいて、燃 料電池から供給される電圧は直流であるため、商用交流 に変換するDC-ACコンバータが必要となる.

燃料電池用DC-ACコンバータに求められる主な仕様 は、1)入力電圧を昇圧させること、2)燃料電池側と負荷 側が絶縁されること、3)低周波の入力電流リプルを抑え ること、である.

燃料電池からの入力される電圧は、20V~50Vと商用交 流の最大値に比べ低いため、昇圧させる回路が必要とな る.また、燃料電池側と負荷側との絶縁は、安全上必要 となる、燃料電池用として特筆すべきは、3)の入力電流 リプルである.一般的に、燃料電池の電流リプルは、燃 料電池の容量に悪影響を及ぼすだけでなく、変換効率や 寿命にも影響を与える<sup>3),4),5),6),7)</sup>.これは、燃料電池が化 学反応により電気を得ており、その化学反応時間が商用 交流の周期よりもずっと長いためである.

ー般的な燃料電池用DC-ACコンバータは,前段が昇圧 形の絶縁型コンバータ,後段がPWMインバータの2段構 成である.そして,その前段と後段の間に,大きな容量

平成20年12月12日受付



Fig. 1 Proposed circuit topology.

のコンデンサが挿入されている.このコンデンサには, 昇圧した出力電圧を一定に保ち,入力電流リプルを低減 させる役割を担っている.しかし,このコンデンサが小 形化を困難にしている.

そこで著者らは、Fig.1に示す、新しい回路方式を提案 している<sup>8)</sup>. この回路方式は、スイッチQ<sub>1</sub>がオンの時に 昇圧された電圧を、平滑することなくパルス状波形のま ま、直接PWMインバータに供給している. その為、提案 回路は平滑回路を必要とせず、部品点数を削減でき、小 形化が可能である. この方式は、高周波リンクまたはパ ルスDCリンクとして知られている<sup>9),10)</sup>. ただし、9),10) において、入力電流リプル低減については言及されてい ない. 提案回路は、前段と後段の間にインダクタとコン デンサの直列回路を挿入することで入力電流リプルの低 減を図っている. この直列のインダクタとコンデンサは、 部品点数的には従来の回路構成におけるコンバータの平 滑回路と見合い、更にパルスリンク方式のコンデンサ容 量は、スイッチング周期でのみ出力電圧源と見なせる容 量で済み、従来の構成よりも小形化できる.

本稿では、この直列に挿入されたインダクタとコンデ ンサのパラメータによる入力電流リプルの低減について、 検証及び考察を行ったので報告する.

#### 2. 動作解析

**Fig.1**に提案回路を示す.この提案回路のスイッチング シーケンスを、**Fig.2**に示す.スイッチ $Q_1$ は、昇圧パル ス電圧を制御し、スイッチ $S_1 \ge S_4$ は、出力電圧が商用交 流の正弦波となるように時比率を制御する.また、 $S_2 \ge S_3$ が、出力交流電圧の正負を決定する、 $S_1 \ge S_3$ 及び $S_2 \ge S_4$ が対になっており、 $S_1 \ge S_3$ は出力電圧が正の半周期、  $S_2 \ge S_4$ は出力電圧が負の半周期において動作する.ここ では、正の半周期において解析を行う.また、商用交流 の周波数に対し、スイッチング周波数は十分高いものと みなし、1スイッチング周期の動作について解析を行う. **Fig.2**より、スイッチの状態により3状態が考えられる.

#### **2.1** 状態 1( $Q_1$ : ON, $S_1$ : ON, $S_3$ : ON)

**Fig.3(a)**に,状態1における等価回路を示す.この状態のとき,トランスとC<sub>2</sub>を介してPWMインバータの入力両端に昇圧された電圧が印加され,出力側へ供給される.



Fig. 2 Switching sequences.







(c) 状態3

Fig. 3 Equivalent circuit of each states.

この時の状態方程式は、以下のように表される.

$$\begin{array}{l} v_{L_{1}} = V_{i} - r_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{2}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{o}} \\ v_{L_{2}} = \hat{v}_{C'} - \hat{v}_{C_{1}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} - n^{2}r_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{2}} \\ & -n^{2}r_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{o}} \\ v_{L_{o}} = \hat{v}_{C_{1}} - \hat{v}_{C_{o}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} + (r_{S_{1}} + r_{S_{3}} \\ & -n^{2}r_{Q_{1}})\hat{i}_{L_{2}} + (r_{S_{1}} + r_{S_{3}})\hat{i}_{L_{o}} \\ i_{C'} = -\hat{i}_{L_{2}} - \hat{i}_{L_{o}} \\ i_{C_{3}} = \hat{i}_{L_{2}} \\ i_{C_{o}} = \hat{i}_{L_{o}} - \frac{\hat{v}_{C_{o}}}{R_{o}} \end{array} \right\}$$

$$(1)$$

ここで, C'はC<sub>1</sub>を2次側に換算し, C<sub>2</sub>との直列接続による合成容量を表したものであり,以下の式で与えられる.

$$C' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + n^2 C_2} \tag{2}$$

**2.2** 状態 
$$2(Q_1 : ON, S_1 : OFF, S_3 : ON)$$

**Fig.3(b)**に,状態2における等価回路を示す.この状態のとき,1次側から送られるエネルギーが, $L_2$ , $C_3$ へ送られ,PWMインバータへは供給されない.この時の状態方程式は,以下のように表される.

$$\begin{array}{ll} v_{L_{1}} = & V_{i} - r_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{2}} \\ v_{L_{2}} = & \hat{v}_{C'} - \hat{v}_{C_{3}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} - n^{2}r_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{2}} \\ v_{L_{o}} = & -\hat{v}_{C_{o}} - nr_{Q_{1}}\hat{i}_{L_{1}} - (r_{D_{2}} + r_{S_{3}})\hat{i}_{L_{o}} \\ i_{C'} = & -\hat{i}_{L_{2}} \\ i_{C_{3}} = & \hat{i}_{L_{2}} \\ i_{C_{o}} = & \hat{i}_{L_{o}} - \frac{\hat{v}_{C_{o}}}{R_{o}} \end{array} \right\}$$
(3)

#### **2.3** 状態 $3(Q_1 : OFF, S_1 : OFF, S_3 : ON)$

**Fig.3(c)**に,状態3における等価回路を示す.この状態 のとき,インダクタ $L_1$ のエネルギーは $C_1$ へ,またPWM インバータのIGBTに並列接続されたダイオードを介して  $C_2$ へエネルギーが充電される.この時の状態方程式は, 以下のように表される.

$$\begin{array}{rcl} v_{L_{1}} &=& V_{i} - \frac{1}{n} \left( r_{D_{1}} + r_{D_{2}} \right) \hat{i}_{L_{1}} \\ && - \left( r_{D_{1}} + r_{D_{2}} \right) \hat{i}_{L_{2}} \\ v_{L_{2}} &=& - \hat{v}_{C_{3}} - \frac{1}{n} \left( r_{D_{1}} + r_{D_{2}} \right) \hat{i}_{L_{1}} - \left( r_{D_{1}} \\ && + r_{D_{2}} \right) \hat{i}_{L_{2}} - r_{D_{2}} \hat{i}_{L_{0}} \\ v_{L_{o}} &=& - \hat{v}_{C_{o}} - \frac{1}{n} r_{D_{1}} \hat{i}_{L_{1}} - r_{D_{2}} \hat{i}_{L_{2}} \\ && - \left( r_{D_{2}} + r_{S_{3}} \right) \hat{i}_{L_{0}} \\ \hat{i}_{C'} &=& \frac{1}{n} \hat{i}_{L_{1}} - \hat{i}_{L_{2}} \\ \hat{i}_{C_{3}} &=& \hat{i}_{L_{2}} \\ \hat{i}_{C_{o}} &=& \hat{i}_{L_{o}} - \frac{\hat{v}_{C_{o}}}{R_{o}} \end{array} \right)$$

 Table 1 Circuit parameter values.

Symbol	Description	value
Vi	Input voltage	20[V]
L1	Input inductance	400[uH]
L2	Middle inductance	1[mH]
LM	Magnetizing inductance	400[uH]
CI	primary-side capacitance	3[mF]
C2	Secondary-side capacitance	330[uF]
С3	Middle capacitance	300[uF]
n	Turn ratio	3
Lo	Output inductance	3[mH]
Со	Outout capacitance	9.4[uF]
fs	Switching frequency	30[kHz]

#### 2.4 定常状態

以上の状態方程式より、状態平均化方程式を求め、定 常状態を導出する.ここで、 $D_{Q1}$ をスイッチ $Q_1$ の時比率、  $d_{s1}(t)$ をスイッチ $S_1$ の時比率とする.定常状態では、以下 の関係式が成り立つ.

$$V_{C'} = \frac{n}{1 - D_{Q_1}} V_i \tag{5}$$

$$nd_{e_1}(t)$$

$$V_o = \frac{n u_{s_1}(v)}{1 - D_{Q_1}} \tag{6}$$

また,式5から,PWMインバータに印加されるパルス電 圧の波高値(*V<sub>inv\_in</sub>*)は,次のように表される.

$$V_{inv\_in} = \frac{n}{1 - D_{Q_1}} V_i \tag{7}$$

スイッチ $S_1$ の時比率 $d_{s1}(t)$ は、スイッチング1周期においては固定の値であるが、商用交流の出力電圧波形を得るために、次式のように時比率を変化させる.

$$d_{s_1}(t) = |d_{s_1\_max} \cdot \sin\left(2\pi \cdot 50t\right)| \tag{8}$$

更に、PWMインバータの入力側両端には、スイッチQ1 がオンの時にのみ昇圧された電圧が印加されるので、以 下のような時比率の条件が存在する.

$$D_{Q_1} \ge d_{s_1\_max} \tag{9}$$

この条件より、PWMインバータへ一定の直流電圧が入力 されているとみなすことができる。

#### 3. 定常特性

Table1に、実験パラメータを示す. ここで、*C*<sub>1</sub>の容量 は、許容リプル電流より決定した. 1次側は流れる電流値 が大きいため、コンデンサの容量は大きくなる. しかし、 1次側の電圧は低いため、耐圧は小さくてすむので、コン デンサのサイズは、それほど大きくならない. それ故、 実験では3mFのアルミ電解コンデンサを用いている. Fig.4に、出力電力に対する効率特性の実験結果を示す. 実験において、出力電圧が100±1Vとなるように、時比



Fig. 4 Characteristics for efficiency.



**Fig. 5** Experimental waveforms at  $L_2=1$ mH.

率を調整して測定した. **Fig.4**より,出力電力250W時においても効率90%以上実現できていることが確認できる.

Fig.5に、出力電力100Wにおける出力電圧波形(vo)、入 力電流波形(i<sub>i</sub>),及びインダクタL<sub>2</sub>に流れる電流波形 (iL2)を示す.この図から、商用交流の電圧が出力されて いることが確認でき、提案回路のDC-AC変換動作の妥当 性が確認できる.更に、インダクタ電流iL2が零を交差し ながら、低周波で変動していることが確認できる. iL2が 負のとき、L<sub>2</sub>C<sub>3</sub>の直列回路に蓄えられたエネルギーを放 電していることを意味し, iL2が正のとき, 入力電力を L<sub>2</sub>C<sub>3</sub>の直列回路に蓄えていることを意味する.この動作 がなされることにより、L2C3の直列回路がパルスでのエ ネルギータンクの役割を担い、入力電流の低周波リプル を低減を図っている.比較のために, Fig.6に, 直列 L<sub>2</sub>C<sub>3</sub>回路が挿入されていない場合における、実験動作波 形を示す. この時の実験条件は、Fig.5と同じであり、効 率も同じ結果であった. Fig.6において,入力電流リプル は, 6.11A<sub>p-p</sub>であった. 一方, 直列L<sub>2</sub>C<sub>3</sub>回路が挿入され ている場合のFig.5は、 $4A_{p-p}$ である.従って、直列 $L_2C_3$ 回路の入力電流リプル低減効果が、実験によっても確か められた

#### 4. 入力電流リプル低減

直列 $L_2C_3$ 回路による入力電流リプルの低減効果は確認 された.しかし、 $4A_{p-p}$ は、十分な低減量でない.直列



**Fig. 6** Experimental waveforms without  $L_2C_3$ .

*L*<sub>2</sub>*C*<sub>3</sub>回路のパラメータによる,入力電流リプルの低減手 法について述べる.

#### 4.1 リプル周波数との整合による低減

前章で求めた状態方程式から、入力電流の定常状態の 式を求めると、以下のようになる。

$$I_i = \frac{d_{s_1}^2}{2R_o(1 - D_{Q_1})^2} V_i \tag{10}$$

低周波の入力電流リプルは、出力電圧の交流電圧により 発生している.提案回路は、PWMインバータにおいて S<sub>2</sub>及びS<sub>3</sub>により、出力電圧の正負を切り換えている. 従って、商用周波数を50Hzとすると、入力電流リプルに 生ずるリプルの周波数は、100Hzである.

そこで、直列 $L_2C_3$ 回路において、この回路の共振周波 数を100Hzにすれば、 $L_2C_3$ 回路におけるインピーダンス は100Hzにおいて最小値となり、リプル成分が直列の  $L_2C_3$ 回路に流れ、入力電流リプルを減少させると推測さ れる、直列 $L_2C_3$ 回路のインピーダンスは、次式で表さ れる、

$$|Z| = \left| j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} \right) \right| \tag{11}$$

ここで,コンデンサの容量を大きくすることは,従来 の構成におけるコンデンサの問題と同様に小形化を困難 にする結果となるので,ここでは,インダクタンスを 変化させて入力電流リプルの低減効果を検証する.

 $L_2$ の値を変化させたときの直列 $L_2C_3$ 回路のイン ピーダンス特性及び入力電流リプルを,**Fig.7**に示す. この実験において,コンデンサ $C_3$ は,300 $\mu$ Fであり,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 100$ rad/secである.**Fig.7**から,インピーダン ス特性曲線と入力電流リプルの変化がよく一致している ことが確認できる.

また、**Fig.8**に、 $L_2$ =8mHにおける、実験波形を示す. この時の入力電流リプルは、 $1.44A_{p-p}$ であった.以上の ことから、リプルの周波数において直列 $L_2C_3$ 回路のイン

- 10-



Fig. 7 Characteristics of  $L_2C_3$  circuit impedance and input current-ripple.



**Fig. 8** Experimental waveforms at  $L_2=8$ mH.

ピーダンスを最小にさせることで、入力電流リプルを低 減させることが確認された.

#### 4.2 電流保持期間モード適用による低減

前節で述べた入力電流リプル低減手法は,共振周波数 とリプル周波数を整合させることであった.しかしなが ら,整合させる周波数が低周波数であるため,パラメー タの値が大きくなってしまうという欠点が存在する.前 節では,インダクタンスが8mHとなる結果であった.そ こで,ここでは小さなインダクタンス値(1mH以下)及び キャパシタンス値による入力電流リプルの影響を調べる.

#### **4.2.1** インダクタンスL<sub>2</sub>の値

まず、インダクタンス $L_2$ の値に対する入力電流リプル の関係を調べる.ここで、キャパシタンス $C_3$ の値は、 40 $\mu$ Fとする.実験測定結果を、**Fig.9**に示す.この結果 から、 $L_2$ が400 $\mu$ Hよりも大きくなると入力電流リプルが 増加し、一方、400 $\mu$ Hよりも小さい値ではリプルが小さ いことが確認できる.更に、**Fig.9**中に示されている、出 力電圧において、400 $\mu$ Hより小さい値で上昇しているこ とが確認できる.

**Fig.10**及び**Fig.11**に, PWMインバータの入力両端電 圧波形 (*V*<sub>*inv\_in*</sub>),及びインダクタ*L*<sub>2</sub> (*i*<sub>*L*2</sub>) に流れる電 流波形を示す. **Fig.10**が, *L*<sub>2</sub>=200µHのときにおける実 験波形, **Fig.11**が, *L*<sub>2</sub>=700µHのときにおける実験波形



Fig. 9 Output voltage and input current-ripple by inductance  $L_2$ .



Fig. 10 Experimental waveforms at  $L_2=200$ uH.



Fig. 11 Experimental waveforms at  $L_2=700$  uH.

である. **Fig.10**の*i*<sub>L2</sub>波形において,電流の傾きがほぼ平 坦になる期間が存在していることが確認できる.一方, **Fig.11**の*i*<sub>L2</sub>波形では,観測されない.この結果から,こ の電流の傾きが保持される,電流保持期間モードが存在 するように*L*2のインダクタンスを設計することで,入力 電流リプルが低減されることが考察される.この電流保 持期間モードは,DC-DCコンバータにおいては電流不連 続モードに相当し,一般に電流不連続モードにおいては インダクタンスの値によって出力電圧が変化する.この ことから,電流保持期間モードが存在する領域の境界は, 400μHであると推測される.

- 11-



Fig. 12 Input current-ripple by capacitance  $C_2$ .



Fig. 13 Experimental waveforms at  $L_2=300$ uH.

#### **4.2.2** キャパシタンスC<sub>3</sub>の値

次に、キャパシタンスC<sub>3</sub>の値に対する入力電流リプル の影響を調べる.ここで,L<sub>2</sub>のインダクタンスは、 300µHとした. **Fig.12**に、実験測定結果を示す.この結 果から、キャパシタンスとリプルの関係は、対数的に影 響があることが考察される.更に、コンデンサの容量が 大きくなるにつれ、リプルが増加していることが確認で きる.従来の構成や前節の低減手法では、キャパシタン スが増加するにつれ、電流リプルが低減することが一般 的であった.この電流保持期間が存在する動作モードで は、従来とは異なる特性である.この詳細な解析及び低 減メカニズムは今後の課題である.

また、キャパシタンスが、数十 $\mu$ Fで済むということは、 フィルムコンデンサが使用可能であり、小形化が可能で ある.最後に、**Fig.13**に、 $L_2=300\mu$ H, $C_3=40\mu$ Fにおけ る出力電圧波形、及び入力電流波形を示す.この**Fig.13** から、入力電流リプルは、 $0.3A_{p-p}$ であった.以上の結果 から、電流保持期間モードが存在するように設計すると、 入力電流リプルが低減されることが確認できた.

#### 5.まとめ

本稿では、燃料電池用パルスリンク方式DC-ACコン バータの動作特性を解析し、燃料電池用途で課題となる、 入力電流リプルの低減について考察した.中間に挿入さ れている、直列のL<sub>2</sub>C<sub>3</sub>回路のパラメータにおいて、その 共振周波数を低周波のリプル周波数と整合させることで、 電流リプルを低減することができた.更に、小さなイン ダクタンス、キャパシタンスを用い、電流保持期間モー ドが存在するように設計すると、入力電流リプルが低減 することが確認された.このとき、キャパシタはフィル ムコンデンサを適用できる程度まで低減できた.この電 流保持期間モードが存在する動作モードにおける、詳細 な解析及び低減メカニズムの解明が、今後の課題である.

#### 参考文献

- 1) 2005年日本の部門別二酸化炭素の排出量の割合-各部門の 直接排出量-, 温室効果ガスインベントリオフィス, 2007年
- NEDOホームページ"よくわかる!技術解説内-燃料電池 技術解説", http://app2.infoc.nedo.go.jp/kaisetsu /evm/ev03/index.html
- 3) S. Moon, J. Lai, S. Park and C. Liu, "Impact of SOFC Fuel Cell Source Impedance on Low Frequency AC Ripple," Power Electronics Specialists Conference, Proc. of IEEE PESC 2006, pp.2037-2042, Jun. 2006.
- 4) W. Choi, P.N. Enjeti and J.W. Howze, "Development of an Equivalent Circuit Model of a Fuel Cell to Evaluate the Effects of Inverter Ripple Current," Proc. of IEEE APEC 2004, pp. 255-361, Feb. 2004.
- R. S. Gemmen, "Analysis for the Effect of Inverter Ripple Current on Fuel Cell Operating Condition," Journal of Fluids Engineering, Vol. 125, Issue 3, pp. 576-585, May 2003.
- 6) W. Shireen, R. A. Kulkarni, M. Arefeen, "Analysis and minimization of input ripple current in PWM inverters for designing reliable fuel cell power systems," Journal of Power Sources, Vol. 156, pp. 448-454, 2006.
- 7) G. Fontes, C. Turpin, R. Saiset, T. Meynard, and S. Astier, "Interactions between fuel cells and power converters Influence of current harmonics on a fuel cell stack," Proc. of PESC 2004, pp. 4729-4735, 2004.
- 8) K. Fukushima, T. Ninomiya, S. Abe, I. Norigoe, Y. Harada, K. Tsukakoshi, and Z. Dai, "Steady-State Characteristics of a novel DC-AC Converter for Fuel Cells," Proc. of IEEE INTELEC 2007, pp.904-908, 2007.
- 9) P. T. Krein, R. S. Balog, and X. Geng, "High-Frequency Link Inverter for Fuel Cells Based on Multiple-Carrier PWM," IEEE Transaction on PE, Vol. 19, No. 5, pp. 1279-1288, Sep. 2004.
- D. Chen and L. Li, "Novel Static Inverters With High Frequency Pulse DC Link," IEEE Transaction on PE, Vol. 19, No. 4, pp. 971-978, Jul. 2004.